

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : **2005-203961**

(43)Date of publication of application : **28.07.2005**

(51)Int.Cl.

H01Q 3/46

H01Q 19/32

H04B 7/08

H04B 7/10

(21)Application number : **2004-006877**

(71)Applicant : **ADVANCED
TELECOMMUNICATION
RESEARCH INSTITUTE
INTERNATIONAL**

(22)Date of filing : **14.01.2004**

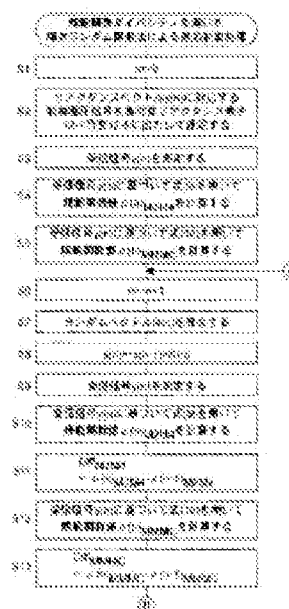
(72)Inventor : **AONO TOMOYUKI
GAEL SAPIENCE
HIGUCHI KEISUKE
OHIRA TAKASHI**

(54) DEVICE FOR CONTROLLING ARRAY ANTENNA

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To quickly and stably converge the pattern of an electronic control waveguide array antenna instrument by simple processing.

SOLUTION: The value of each norm function before and after perturbation is calculated each using two norm functions related to a radio signal received, when the reactance value of each variable reactance element of the electronic control waveguide array antenna is randomly perturbed from a prescribed setting value for setting. When the value of the norm function after the perturbation is increased as compared with that of the norm function before the perturbation for at least one norm function in the two norm functions, each reactance value after the perturbation is set as the new setting value of each reactance value of each variable reactance element. When the value of the norm function after the perturbation becomes that of the norm function before the perturbation, or smaller for both the two norm functions, each reactance value before the perturbation is repeatedly set as the setting value of each reactance value of each variable reactance element.



(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2005-203961

(P2005-203961A)

(43) 公開日 平成17年7月28日(2005.7.28)

(51) Int.Cl.⁷

F I

テーマコード(参考)

H 0 1 Q 3/46

H 0 1 Q 3/46

5 J 0 2 0

H 0 1 Q 19/32

H 0 1 Q 19/32

5 J 0 2 1

H 0 4 B 7/08

H 0 4 B 7/08

D

5 K 0 5 9

H 0 4 B 7/10

H 0 4 B 7/10

A

審査請求 未請求 請求項の数 5 O L (全 30 頁)

(21) 出願番号 特願2004-6877(P2004-6877)

(22) 出願日 平成16年1月14日(2004.1.14)

特許法第30条第1項適用申請有り 2003年8月18日 社団法人電子情報通信学会発行の「電子情報通信学会技術研究報告 信学技報Vol. 103 No. 265」に発表

(出願人による申告)平成15年度通信・放送機構、研究テーマ「自律分散型無線ネットワークの研究開発」に関する委託研究、産業活力再生特別措置法第30条の適用を受ける特許出願

(71) 出願人 393031586

株式会社国際電気通信基礎技術研究所
京都府相楽郡精華町光台二丁目2番地2

(74) 代理人 100086405

弁理士 河宮 治

(74) 代理人 100098280

弁理士 石野 正弘

(72) 発明者 青野 智之

京都府相楽郡精華町光台二丁目2番地2
株式会社国際電気通信基礎技術研究所内

(72) 発明者 ガエル・サビエンス

京都府相楽郡精華町光台二丁目2番地2
株式会社国際電気通信基礎技術研究所内

最終頁に続く

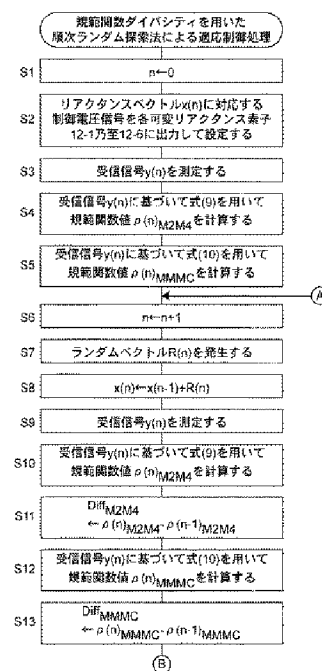
(54) 【発明の名称】 アレーアンテナの制御装置

(57) 【要約】

【課題】簡単な処理でより高速かつ安定に電子制御導波器アレーアンテナ装置のパターンを収束させる。

【解決手段】電子制御導波器アレーアンテナの各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を所定の設定値からランダムに摂動して設定したときに受信された無線信号に関する2つの規範関数を用いて摂動の前後の各規範関数の値をそれぞれ計算し、2つの規範関数のうちの少なくとも1つの規範関数について摂動の後の規範関数値が摂動の前の規範関数値に対して増大する場合には、摂動の後の各リアクタンス値を各可変リアクタンス素子の各リアクタンス値の新たな設定値として設定し、2つの規範関数のうちの両方について摂動の後の規範関数値が摂動の前の規範関数値以下になる場合に、摂動の前の各リアクタンス値を各可変リアクタンス素子の各リアクタンス値の設定値として設定することを反復する。

【選択図】図3



【特許請求の範囲】

【請求項1】

無線信号を受信するための励振素子と、上記励振素子から所定の間隔だけ離れて設けられた少なくとも1つの非励振素子と、上記各非励振素子にそれぞれ接続された可変リアクタンス素子とを備え、上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を変化させることにより、上記各非励振素子をそれぞれ導波器又は反射器として動作させ、アレーアンテナの指向特性を変化させるアレーアンテナの制御装置において、

上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を所定の設定値からランダムに摂動して設定したときに、上記アレーアンテナで受信された無線信号に関する2つの規範関数を用いて、上記摂動の前後の上記各規範関数の値をそれぞれ計算し、上記2つの規範関数のうちの少なくとも1つの規範関数について上記摂動の後の規範関数値が上記摂動の前の規範関数値に対して増大する場合に、上記摂動の後の各リアクタンス値を上記各可変リアクタンス素子の各リアクタンス値の新たな設定値として設定する一方、上記2つの規範関数のうちの両方について上記摂動の後の規範関数値が上記摂動の前の規範関数値以下になる場合に、上記摂動の前の各リアクタンス値を上記各可変リアクタンス素子の各リアクタンス値の設定値として設定する計算設定手段と、

上記計算設定手段の処理を反復して実行する制御手段とを備え、

これによって、上記アレーアンテナの主ビームを所望波の方向に向けかつ干渉波の方向にヌルを向けるための可変リアクタンス素子のリアクタンス値を計算して設定することを特徴とするアレーアンテナの制御装置。

【請求項2】

無線信号を受信するための励振素子と、上記励振素子から所定の間隔だけ離れて設けられた少なくとも1つの非励振素子と、上記各非励振素子にそれぞれ接続された可変リアクタンス素子とを備え、上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を変化させることにより、上記各非励振素子をそれぞれ導波器又は反射器として動作させ、アレーアンテナの指向特性を変化させるアレーアンテナの制御装置において、

上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を所定の設定値からランダムに摂動して設定したときに、上記アレーアンテナで受信された無線信号に関する2つの規範関数を用いて、上記摂動の前後の上記各規範関数の値をそれぞれ計算し、上記2つの規範関数のうちの少なくとも1つの規範関数について上記摂動の後の規範関数値が上記摂動の前の規範関数値に対して増大する場合に、上記摂動の後の各リアクタンス値を上記各可変リアクタンス素子の各リアクタンス値の新たな設定値として設定する一方、上記2つの規範関数のうちの両方について上記摂動の後の規範関数値が上記摂動の前の規範関数値以下になる場合に、上記摂動の前の各リアクタンス値を上記各可変リアクタンス素子の各リアクタンス値の設定値として設定する計算設定手段と、

上記計算設定手段の処理を所定の回数だけ反復して実行する第1の制御手段と、

上記第2の手段の処理を実行した後で、上記アレーアンテナで受信された無線信号に基づいて、上記2つの規範関数のうちの一方の規範関数を含む所定の信号対雑音比計算関数を用いて、当該受信された無線信号の信号対雑音比を計算する計算手段と、

上記計算された信号対雑音比が所定のしきい値よりも低いとき、上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を順次所定のシフト量だけ摂動させ、上記アレーアンテナで受信された無線信号に基づき各リアクタンス値に関する上記各規範関数の勾配ベクトルをそれぞれ計算し、計算された上記各勾配ベクトルのうちで最大のノルムを有する勾配ベクトルに基づいて、上記最大のノルムを有する勾配ベクトルに対応した規範関数の値が最大となるように最急勾配法により上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を更新することを反復して実行する更新手段と、

上記計算された信号対雑音比が上記しきい値以上であるとき、上記計算設定手段の処理を反復して実行する第2の制御手段とを備え、

これによって、上記アレーアンテナの主ビームを所望波の方向に向けかつ干渉波の方向

にヌルを向けるための可変リアクタンス素子のリアクタンス値を計算して設定することを特徴とするアレーアンテナの制御装置。

【請求項3】

無線信号を受信するための励振素子と、上記励振素子から所定の間隔だけ離れて設けられた少なくとも1つの非励振素子と、上記各非励振素子にそれぞれ接続された可変リアクタンス素子とを備え、上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を変化させることにより、上記各非励振素子をそれぞれ導波器又は反射器として動作させ、アレーアンテナの指向特性を変化させるアレーアンテナの制御装置において、

上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を所定の設定値からランダムに摂動して設定したときに、上記アレーアンテナで受信された無線信号に関する2つの規範関数を用いて、上記摂動の前後の上記各規範関数の値をそれぞれ計算し、上記2つの規範関数のうちの少なくとも1つの規範関数について上記摂動の後の規範関数値が上記摂動の前の規範関数値に対して増大する場合に、上記摂動の後の各リアクタンス値を上記各可変リアクタンス素子の各リアクタンス値の新たな設定値として設定する計算設定手段と、

上記計算設定手段の処理を所定の回数だけ反復して実行する第1の制御手段と、

上記第2の手段の処理を実行した後で、上記アレーアンテナで受信された無線信号に基づいて、上記2つの規範関数のうちの一方の規範関数を含む所定の信号対雑音比計算関数を用いて、当該受信された無線信号の信号対雑音比を計算する計算手段と、

上記計算された信号対雑音比が所定のしきい値よりも低いとき、上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を順次所定のシフト量だけ摂動させ、上記アレーアンテナで受信された無線信号に基づき各リアクタンス値に関する上記各規範関数の勾配ベクトルをそれぞれ計算し、計算された上記各勾配ベクトルのうち最大のノルムを有する勾配ベクトルに基づいて、上記最大のノルムを有する勾配ベクトルに対応した規範関数の値が最大となるように最急勾配法により上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を更新することを反復して実行する更新手段と、

上記計算された信号対雑音比が上記しきい値以上であるとき、上記計算設定手段の処理を反復して実行する第2の制御手段とを備え、

これによって、上記アレーアンテナの主ビームを所望波の方向に向けかつ干渉波の方向にヌルを向けるための可変リアクタンス素子のリアクタンス値を計算して設定することを特徴とするアレーアンテナの制御装置。

【請求項4】

無線信号を受信するための励振素子と、上記励振素子から所定の間隔だけ離れて設けられた少なくとも1つの非励振素子と、上記各非励振素子にそれぞれ接続された可変リアクタンス素子とを備え、上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を変化させることにより、上記各非励振素子をそれぞれ導波器又は反射器として動作させ、アレーアンテナの指向特性を変化させるアレーアンテナの制御装置において、

上記各可変リアクタンス素子が採り得るリアクタンス値の範囲を二分し、二分後の各範囲の中央値をそれぞれ設定したときに、上記アレーアンテナで受信された無線信号に関する2つの規範関数を用いて、上記二分後の各範囲の中央値に対応する各規範関数の値をそれぞれ計算し、上記2つの規範関数のうちの少なくとも1つの規範関数について上記二分後の各範囲の中央値に対応する規範関数値のうちより増大する規範関数値に対応する各リアクタンス値を上記各可変リアクタンス素子の各リアクタンス値の新たな設定値として設定する計算設定手段と、

上記計算設定手段の処理を所定の回数だけ反復して実行する第1の制御手段と、

上記第2の手段の処理を実行した後で、上記アレーアンテナで受信された無線信号に基づいて、上記2つの規範関数のうちの一方の規範関数を含む所定の信号対雑音比計算関数を用いて、当該受信された無線信号の信号対雑音比を計算する計算手段と、

上記計算された信号対雑音比が所定のしきい値よりも低いとき、上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を順次所定のシフト量だけ摂動させ、上記アレーアンテナで受信された無線信号に基づき各リアクタンス値に関する上記各規範関数の勾配ベクトルをそれ

ぞれ計算し、計算された上記各勾配ベクトルのうちで最大のノルムを有する勾配ベクトルに基づいて、上記最大のノルムを有する勾配ベクトルに対応した規範関数の値が最大となるように最急勾配法により上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を更新することを反復して実行する更新手段と、

上記計算された信号対雑音比が上記しきい値以上であるとき、上記計算設定手段の処理を反復して実行する第2の制御手段とを備え、

これによって、上記アレーアンテナの主ビームを所望波の方向に向けかつ干渉波の方向にヌルを向けるための可変リアクタンス素子のリアクタンス値を計算して設定することを特徴とするアレーアンテナの制御装置。

【請求項5】

上記2つの規範関数は、

所定の期間における上記受信された無線信号の4乗値の平均値を上記受信された無線信号の2乗値の平均値の2乗値で除算してなる第1の規範関数と、

Mを2以上の整数とし、所定の期間における上記受信された無線信号のM乗値の平均値の絶対値の2乗値を上記受信された無線信号のM乗値の絶対値の2乗値の平均値で除算してなる第2の規範関数とを含むことを特徴とする請求項1乃至4のうちのいずれか1つに記載のアレーアンテナの制御装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、複数のアンテナ素子を備えて指向特性を変化させることができるアレーアンテナを所望波信号の方向に向けるためのアレーアンテナの制御装置に関し、特に、指向特性を適応的に変化させることができる電子制御導波器アレーアンテナ装置 (Electronically Steerable Passive Array Radiator Antenna) を用いたアレーアンテナの制御装置に関する。

【背景技術】

【0002】

アダプティブアレーアンテナは、無線通信システムの性能を格段に高めるその能力によって大いに注目されている新しい技術である。しかしながら、最新のアダプティブアンテナ方式を使用して移動体無線端末装置を改良する方法に焦点を当てた研究はほとんどない。最近になって、電子制御導波器アレーアンテナ装置が、無線通信システムに適用される小型の適応ビーム形成用に提案されている。

【0003】

【特許文献1】特開2001-24431号公報。

【非特許文献1】T. Ohira, "Renaissance of Analog Beamforming Approach to Adaptive Array Antennas", ISSSE 2001, WE3-B1, July 2001.

【非特許文献2】J. Cheng et al., "Adaptive Beamforming of ESPAR Antenna Based on Steepest Gradient Algorithm", IEICE Transactions on Communications, Vol. E84-B, No. 7, July 2001.

【非特許文献3】J. Cheng et al., "Sequential Random Search Algorithm for Adaptive Beamforming of ESPAR Antenna", Technical Report of IEICE, A.P2001-107, RCS2001-146, October 2001.

【非特許文献4】R. Matzner et al., "SNR estimation and blind equalization (deconvolution) using the Kurtosis", Proceedings of IEEE IMS Workshop on Information Theory Statistics, Alexandria, Virginia, U.S.A., pp.68, October 1994.

【非特許文献5】T. Ohira, "Blind aerial beamforming based on a higher-order maximum moment criterion (part I: Theory)", Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference 2002, pp. 652-655, San Antonio, Texas, U.S.A., June 2002.

【非特許文献6】K. Takizawa et al., "Criterion Diversity: A New Blind Adaptive Beamforming Scheme for ESPAR Antennas", European Conference on Wireless Technology, European Microwave Week 2003 Conference Proceedings, pp. 245-248, October 2003.

3。

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

特許文献1、非特許文献1乃至3及び非特許文献6などにおいて提案されている電子制御導波器アレーアンテナ装置は、無線信号が給電される励振素子と、この励振素子から所定の間隔だけ離れて設けられ、無線信号が給電されない少なくとも1個の非励振素子と、この非励振素子に接続された可変リアクタンス素子とから成るアレーアンテナを備え、上記可変リアクタンス素子のリアクタンス値を変化させることにより、上記アレーアンテナの指向特性を変化させることができる。しかしながら、この電子制御導波器アレーアンテナ装置では非励振素子上の信号は観測され得ないため、励振素子に接続された単一ポートの出力信号のみが測定され、リアクタンス値を適応制御するためのフィードバックとして処理される。従って、従来のアダプティブアレー用に作られた適応制御アルゴリズムのほとんどは、電子制御導波器アレーアンテナ装置にそのまま適用することができない。

【0005】

これまでに提案された適応ビーム形成アルゴリズム及び規範のうちで、電子制御導波器アレーアンテナ装置のために適用可能なものがいくつか存在する。これらのアルゴリズムには、非特許文献2の最急勾配法のアルゴリズム(SGA)、非特許文献3の順次ランダム探索法のアルゴリズム(SRA)などがあり、規範には、非特許文献4の2次モーメント及び4次モーメント(M2M4)規範、非特許文献5の最大M次モーメント規範(Mは2以上の整数とする。以下、MMMCという。)などが存在する。それにも拘わらず、高速な収束と安定性との間のトレードオフの問題を克服できるような、アルゴリズム及び規範の組み合わせは存在しなかった。非特許文献6では、M2M4、MMMC及び最大モーメント規範(MMC)を用いた最急勾配法のアルゴリズムが開示されているが、この場合は適応ビーム形成のための計算処理が非常に複雑になってしまう。

【0006】

以上説明したように、電子制御導波器アレーアンテナ装置のパターンを、所望波信号に対して主ビームを向けかつ干渉波信号にヌルを向けた状態に高速かつ安定に収束させる適応制御型アルゴリズムを開発することが望ましい。また、電子制御導波器アレーアンテナ装置のビームをステアリングさせ、当該アンテナのSIR(信号対干渉比)を自動的に可能な限り増大させる適応制御型アルゴリズムを開発することが望ましい。それと同時に、この適応制御型アルゴリズムは、従来と比較して処理が簡単化されていることが望ましい。

【0007】

本発明の目的は以上の問題点を解決し、従来技術に比較して、簡単な処理で、より高速かつ安定に電子制御導波器アレーアンテナ装置のパターンを収束させることができるアレーアンテナの制御装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0008】

第1の発明に係るアレーアンテナの制御装置は、無線信号を受信するための励振素子と、上記励振素子から所定の間隔だけ離れて設けられた少なくとも1つの非励振素子と、上記各非励振素子にそれぞれ接続された可変リアクタンス素子とを備え、上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を変化させることにより、上記各非励振素子をそれぞれ導波器又は反射器として動作させ、アレーアンテナの指向特性を変化させるアレーアンテナの制御装置において、

上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を所定の設定値からランダムに摂動して設定したときに、上記アレーアンテナで受信された無線信号に関する2つの規範関数を用いて、上記摂動の前後の上記各規範関数の値をそれぞれ計算し、上記2つの規範関数のうちの少なくとも1つの規範関数について上記摂動の後の規範関数値が上記摂動の前の規範関数値に対して増大する場合に、上記摂動の後の各リアクタンス値を上記各可変リアク

ンス素子の各リアクタンス値の新たな設定値として設定する一方、上記2つの規範関数のうちの両方について上記摂動の後の規範関数値が上記摂動の前の規範関数値以下になる場合に、上記摂動の前の各リアクタンス値を上記各可変リアクタンス素子の各リアクタンス値の設定値として設定する計算設定手段と、

上記計算設定手段の処理を反復して実行する制御手段とを備え、

これによって、上記アレーアンテナの主ビームを所望波の方向に向けかつ干渉波の方向にヌルを向けるための可変リアクタンス素子のリアクタンス値を計算して設定することを特徴とする。

【0009】

また、第2の発明に係るアレーアンテナの制御装置は、無線信号を受信するための励振素子と、上記励振素子から所定の間隔だけ離れて設けられた少なくとも1つの非励振素子と、上記各非励振素子にそれぞれ接続された可変リアクタンス素子とを備え、上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を変化させることにより、上記各非励振素子をそれぞれ導波器又は反射器として動作させ、アレーアンテナの指向特性を変化させるアレーアンテナの制御装置において、

上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を所定の設定値からランダムに摂動して設定したときに、上記アレーアンテナで受信された無線信号に関する2つの規範関数を用いて、上記摂動の前後の上記各規範関数の値をそれぞれ計算し、上記2つの規範関数のうちの少なくとも1つの規範関数について上記摂動の後の規範関数値が上記摂動の前の規範関数値に対して増大する場合に、上記摂動の後の各リアクタンス値を上記各可変リアクタンス素子の各リアクタンス値の新たな設定値として設定する一方、上記2つの規範関数のうちの両方について上記摂動の後の規範関数値が上記摂動の前の規範関数値以下になる場合に、上記摂動の前の各リアクタンス値を上記各可変リアクタンス素子の各リアクタンス値の設定値として設定する計算設定手段と、

上記計算設定手段の処理を所定の回数だけ反復して実行する第1の制御手段と、

上記第2の手段の処理を実行した後で、上記アレーアンテナで受信された無線信号に基づいて、上記2つの規範関数のうちの一方の規範関数を含む所定の信号対雑音比計算関数を用いて、当該受信された無線信号の信号対雑音比を計算する計算手段と、

上記計算された信号対雑音比が所定のしきい値よりも低いとき、上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を順次所定のシフト量だけ摂動させ、上記アレーアンテナで受信された無線信号に基づき各リアクタンス値に関する上記各規範関数の勾配ベクトルをそれぞれ計算し、計算された上記各勾配ベクトルのうち最大のノルムを有する勾配ベクトルに基づいて、上記最大のノルムを有する勾配ベクトルに対応した規範関数の値が最大となるように最急勾配法により上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を更新することを反復して実行する更新手段と、

上記計算された信号対雑音比が上記しきい値以上であるとき、上記計算設定手段の処理を反復して実行する第2の制御手段とを備え、

これによって、上記アレーアンテナの主ビームを所望波の方向に向けかつ干渉波の方向にヌルを向けるための可変リアクタンス素子のリアクタンス値を計算して設定することを特徴とする。

【0010】

さらに、第3の発明に係るアレーアンテナの制御装置は、無線信号を受信するための励振素子と、上記励振素子から所定の間隔だけ離れて設けられた少なくとも1つの非励振素子と、上記各非励振素子にそれぞれ接続された可変リアクタンス素子とを備え、上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を変化させることにより、上記各非励振素子をそれぞれ導波器又は反射器として動作させ、アレーアンテナの指向特性を変化させるアレーアンテナの制御装置において、

上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を所定の設定値からランダムに摂動して設定したときに、上記アレーアンテナで受信された無線信号に関する2つの規範関数を用いて、上記摂動の前後の上記各規範関数の値をそれぞれ計算し、上記2つの規範関数のう

ちの少なくとも1つの規範関数について上記摂動の後の規範関数値が上記摂動の前の規範関数値に対して増大する場合に、上記摂動の後の各リアクタンス値を上記各可変リアクタンス素子の各リアクタンス値の新たな設定値として設定する計算設定手段と、

上記計算設定手段の処理を所定の回数だけ反復して実行する第1の制御手段と、

上記第2の手段の処理を実行した後で、上記アレーアンテナで受信された無線信号に基づいて、上記2つの規範関数のうちの一方の規範関数を含む所定の信号対雑音比計算関数を用いて、当該受信された無線信号の信号対雑音比を計算する計算手段と、

上記計算された信号対雑音比が所定のしきい値よりも低いとき、上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を順次所定のシフト量だけ摂動させ、上記アレーアンテナで受信された無線信号に基づき各リアクタンス値に関する上記各規範関数の勾配ベクトルをそれぞれ計算し、計算された上記各勾配ベクトルのうちで最大のノルムを有する勾配ベクトルに基づいて、上記最大のノルムを有する勾配ベクトルに対応した規範関数の値が最大となるように最急勾配法により上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を更新することを反復して実行する更新手段と、

上記計算された信号対雑音比が上記しきい値以上であるとき、上記計算設定手段の処理を反復して実行する第2の制御手段とを備え、

これによって、上記アレーアンテナの主ビームを所望波の方向に向けかつ干渉波の方向にヌルを向けるための可変リアクタンス素子のリアクタンス値を計算して設定することを特徴とする。

【0011】

またさらに、第4の発明に係るアレーアンテナの制御装置は、無線信号を受信するための励振素子と、上記励振素子から所定の間隔だけ離れて設けられた少なくとも1つの非励振素子と、上記各非励振素子にそれぞれ接続された可変リアクタンス素子とを備え、上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を変化させることにより、上記各非励振素子をそれぞれ導波器又は反射器として動作させ、アレーアンテナの指向特性を変化させるアレーアンテナの制御装置において、

上記各可変リアクタンス素子が採り得るリアクタンス値の範囲を二分し、二分後の各範囲の中央値をそれぞれ設定したときに、上記アレーアンテナで受信された無線信号に関する2つの規範関数を用いて、上記二分後の各範囲の中央値に対応する各規範関数の値をそれぞれ計算し、上記2つの規範関数のうちの少なくとも1つの規範関数について上記二分後の各範囲の中央値に対応する規範関数値のうちより増大する規範関数値に対応する各リアクタンス値を上記各可変リアクタンス素子の各リアクタンス値の新たな設定値として設定する計算設定手段と、

上記計算設定手段の処理を所定の回数だけ反復して実行する第1の制御手段と、

上記第2の手段の処理を実行した後で、上記アレーアンテナで受信された無線信号に基づいて、上記2つの規範関数のうちの一方の規範関数を含む所定の信号対雑音比計算関数を用いて、当該受信された無線信号の信号対雑音比を計算する計算手段と、

上記計算された信号対雑音比が所定のしきい値よりも低いとき、上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を順次所定のシフト量だけ摂動させ、上記アレーアンテナで受信された無線信号に基づき各リアクタンス値に関する上記各規範関数の勾配ベクトルをそれぞれ計算し、計算された上記各勾配ベクトルのうちで最大のノルムを有する勾配ベクトルに基づいて、上記最大のノルムを有する勾配ベクトルに対応した規範関数の値が最大となるように最急勾配法により上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を更新することを反復して実行する更新手段と、

上記計算された信号対雑音比が上記しきい値以上であるとき、上記計算設定手段の処理を反復して実行する第2の制御手段とを備え、

これによって、上記アレーアンテナの主ビームを所望波の方向に向けかつ干渉波の方向にヌルを向けるための可変リアクタンス素子のリアクタンス値を計算して設定することを特徴とする。

【0012】

上記のアレーアンテナの制御装置において、上記2つの規範関数は、好ましくは、
所定の期間における上記受信された無線信号の4乗値の平均値を上記受信された無線信号の2乗値の平均値の2乗値で除算してなる第1の規範関数と、

Mを2以上の整数とし、所定の期間における上記受信された無線信号のM乗値の平均値の絶対値の2乗値を上記受信された無線信号のM乗値の絶対値の2乗値の平均値で除算してなる第2の規範関数とを含むことを特徴とする。

【発明の効果】

【0013】

従って、本発明に係るアレーアンテナの制御装置によれば、従来技術に比較して、簡単な処理で、より高速かつ安定に電子制御導波器アレーアンテナ装置のパターンを収束させることができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0014】

以下、図面を参照して本発明の実施形態について説明する。なお、同様の構成要素又はステップについては同一の符号を付与している。

【0015】

<第1の実施形態>

図1は本発明に係る第1の実施形態であるアレーアンテナの制御装置の構成を示すブロック図である。この実施形態のアレーアンテナの制御装置は、特許文献1において開示された、1つの励振素子A0と、6個の非励振素子A1乃至A6とを備えて構成されている電子制御導波器アレーアンテナ装置（以下、アレーアンテナ装置という。）100と、復調器4と、適応制御型コントローラ20とを備えている。適応制御型コントローラ20は、例えばデジタル計算機で構成され、本実施形態では、図3及び図4に示すように、各可変リアクタンス素子12-1乃至12-6のリアクタンス値を所定の設定値からランダムに摂動して設定したとき（図3のステップS8）に、アレーアンテナ装置100で受信された無線信号に基づく2つの規範関数 $\rho(n)_{M2M4}$ 及び $\rho(n)_{MMMMC}$ を用いて、上記摂動の前後の各規範関数の値 $\rho(n-1)_{M2M4}$ 及び $\rho(n)_{M2M4}$ と、 $\rho(n-1)_{MMMMC}$ 及び $\rho(n)_{MMMMC}$ とをそれぞれ計算し（図3のステップS10及びS12）、上記2つの規範関数のうちの少なくとも1つの規範関数について上記摂動の後の規範関数値が上記摂動の前の規範関数値に対して増大するならば、上記摂動の後の各リアクタンス値を各可変リアクタンス素子12-1乃至12-6の各リアクタンス値の新たな設定値として設定する一方、上記2つの規範関数のうちの両方について上記摂動の後の規範関数値が上記摂動の前の規範関数値以下になるならば、上記摂動の前の各リアクタンス値を各可変リアクタンス素子12-1乃至12-6の各リアクタンス値の設定値として設定する（図4のステップS16）ステップを反復して実行し、それによって、アレーアンテナ装置100の主ビームを所望波の方向に向けかつ干渉波の方向にヌルを向けるための可変リアクタンス素子12-1乃至12-6のリアクタンス値を計算して設定することを特徴とする。

【0016】

図1において、アレーアンテナ装置100は、接地導体11上に設けられた励振素子A0及び非励振素子A1乃至A6から構成され、励振素子A0は、半径rの円周上に設けられた6本の非励振素子A1乃至A6によって囲まれるように配置されている。好ましくは、各非励振素子A1乃至A6は上記半径rの円周上に互いに等間隔を保って設けられる。励振素子A0及び各非励振素子A1乃至A6の長さは、例えば約 $\lambda/4$ （但し、 λ は所望波の波長である。）になるように構成され、本実施形態では 0.23λ である。また、上記半径rは $\lambda/4$ になるように構成される。接地導体11は、図2に示すように、半径 $\lambda/2$ の円板形状の上面部と、上面部の外周縁端部から下に延在する長さ $\lambda/4$ の円筒形状のスカート部とから構成され、このスカート部を備えた構成により、主ビームの仰角を減少させることができる。励振素子A0の給電点は同軸ケーブル5を介して低雑音増幅器（LNA）1に接続される。また、非励振素子A1乃至A6はそれぞれ可変リアクタンス素

子12-1乃至12-6に接続され、これら可変リアクタンス素子12-1乃至12-6のリアクタンス値は、適応制御型コントローラ20からの制御電圧信号によってそれぞれ設定される。

【0017】

図2のアレーアンテナ装置100の縦断面図において、励振素子A0は接地導体11と電氣的に絶縁され、各非励振素子A1乃至A6は、可変リアクタンス素子12-1乃至12-6を介して、接地導体11に対して高周波的に接地される。可変リアクタンス素子12-1乃至12-6は、例えば、制御電圧（又はバイアス電圧）が印加されることによってそのリアクタンス値が変化する可変容量ダイオードであって、制御電圧は適応制御型コントローラ20からの制御電圧信号を介して印加される。適応制御型コントローラ20は、内蔵したテーブルメモリ（図示せず。）内に予め設定されたデジタル電圧値を参照し、内蔵した6個のD/A変換器（図示せず。）を使って上記デジタル電圧値をアナログの制御電圧値に変換し、この制御電圧値を制御電圧信号としてアレーアンテナ装置100の各可変リアクタンス素子12-1乃至12-6に印加することにより、アレーアンテナ装置100上で、対応する各指向性ビームパターンが形成される。

【0018】

可変リアクタンス素子12-1乃至12-6の動作を説明すると、例えば励振素子A0と非励振素子A1乃至A6の長手方向の長さが実質的に同一であるとき、例えば、可変リアクタンス素子12-1がインダクタンス性（L性）を有するときは、可変リアクタンス素子12-1は延長コイルとなり、非励振素子A1の電気長が励振素子A0に比較して長くなり、反射器として働く。一方、例えば、可変リアクタンス素子12-1がキャパシタンス性（C性）を有するときは、可変リアクタンス素子12-1は短縮コンデンサとなり、非励振素子A1の電気長が励振素子A0に比較して短くなり、導波器として働く。また、他の可変リアクタンス素子12-2乃至12-6に接続された非励振素子A2乃至A6についても同様に動作する。従って、図1のアレーアンテナ装置100において、各非励振素子A1乃至A6に接続された可変リアクタンス素子12-1乃至12-6のリアクタンス値を変化させることにより、アレーアンテナ装置100の平面指向性特性を変化させることができる。

【0019】

図1のアレーアンテナの制御装置において、アレーアンテナ装置100は無線信号を受信し、上記受信された無線信号である受信信号は、励振素子A0に接続された同軸ケーブル5から出力される。出力された受信信号は、低雑音増幅器（LNA）1に入力され、低雑音増幅器1において増幅された受信信号はダウンコンバータ（D/C）2に入力され、ダウンコンバータ2は入力される受信信号を所定の中間周波数の中間周波信号に周波数変換した後、A/D変換器3に出力する。A/D変換器3は、入力されるアナログの中間周波信号をデジタルの中間周波信号に変換した後、適応制御型コントローラ20及び復調器4に出力する。さらに、適応制御型コントローラ20は、図3及び図4に示すように、各可変リアクタンス素子12-1乃至12-6のリアクタンス値を所定の設定値からランダムに摂動して設定したとき（図3のステップS8）に、アレーアンテナ装置100で受信された無線信号に基づく2つの規範関数 $\rho(n)_{M2M4}$ 及び $\rho(n)_{MMM}$ を用いて、上記摂動の前後の各規範関数の値 $\rho(n-1)_{M2M4}$ 及び $\rho(n)_{M2M4}$ と、 $\rho(n-1)_{MMM}$ 及び $\rho(n)_{MMM}$ とをそれぞれ計算し（図3のステップS10及びS12）、上記2つの規範関数のうちの少なくとも1つの規範関数について上記摂動の後の規範関数値が上記摂動の前の規範関数値に対して増大するならば、上記摂動の後の各リアクタンス値を各可変リアクタンス素子12-1乃至12-6の各リアクタンス値の新たな設定値として設定する一方、上記2つの規範関数のうちの両方について上記摂動の後の規範関数値が上記摂動の前の規範関数値以下になるならば、上記摂動の前の各リアクタンス値を各可変リアクタンス素子12-1乃至12-6の各リアクタンス値の設定値として設定する（図4のステップS16）ステップを反復して実行し、それによって、アレーアンテナ装置100の主ビームを所望波の方向に向けかつ干渉波の方向にヌルを向けるた

めの変リアクタンス素子12-1乃至12-6のリアクタンス値を計算して設定する。

【0020】

以下、適応制御型コントローラ20が実行する適応制御処理について詳細に説明する。最初に図1のアレーアンテナ装置100の構造及び動作を定式化し、次いで適応制御処理の各ステップについて説明する。

【0021】

アレーアンテナ装置100の指向性パターンは、各非励振素子A1乃至A6に装荷された可変リアクタンス素子12-1乃至12-6のリアクタンス値 x_m 、 $m \in (1, \dots, 6)$ を調整することによって変化されうる。このため、次式で示されるベクトルを、リアクタンスベクトルと呼ぶ。ここで、上付き添字 T はベクトルの転置である。なお、当該明細書において、数式がイメージ入力された墨付き括弧の数番号と、数式が文字入力された大括弧の数式番号とを混在して用いており、また、当該明細書での一連の数式番号として「式(1)」の形式を用いて数式番号を式の最後部に付与して(付与していない数式も存在する)用いることとする。

【0022】

[数1]

$$\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_6]^T \quad (1)$$

【0023】

これで、アレーアンテナ装置100の出力信号を簡単に定式化することが可能である。 $s_m(t)$ が、時刻 t において、 m 番目のアンテナ素子 A_m (すなわち、励振素子A0又は非励振素子A1乃至A6のいずれか)に入射するRF信号であるとき、信号ベクトル $\mathbf{s}(t)$ を次式で表す。

【0024】

[数2]

$$\mathbf{s}(t) = [s_0(t), s_1(t), \dots, s_6(t)]^T \quad (2)$$

【0025】

また、 i_m が m 番目のアンテナ素子 A_m 上に現れるRF電流であるとき、電流ベクトル \mathbf{i} を次式で表す。

【0026】

[数3]

$$\mathbf{i} = [i_0, i_1, \dots, i_6]^T \quad (3)$$

【0027】

よって、時刻 t において、このアレーアンテナ装置100の単一ポートから出力される受信信号 $y(t)$ は、次式で定式化される。

【0028】

[数4]

$$y(t) = \mathbf{i}^T \mathbf{s}(t) \quad (4)$$

【0029】

アレーアンテナ装置100に対して到来する無線信号の波面が、到来角(DOA) θ で入射するとき、アレーアンテナ装置100のステアリングベクトルは次式で定義される。

【0030】

[数1]

$$\mathbf{a}(\theta) = [1, \exp\{j\frac{\pi}{2}\cos(\theta - \phi_1)\}, \dots, \exp\{j\frac{\pi}{2}\cos(\theta - \phi_6)\}]^T \quad (5)$$

【0031】

ここで、 $\phi_m = 2\pi(m-1)/6$ 、($m=0, 1, \dots, 6$)であり、これらは、励振素子A0に対して非励振素子A1が位置する方位角を0度方向とすると、各非励振素

子 A_m が位置する方位角をそれぞれ示す定数である。

【0032】

これで、時刻 t において、異なるDOAである方位角 θ_q 、($q=0, 1, 2, \dots, Q$)からアレーアンテナ装置100に入射する Q 個の信号 $u_q(t)$ が存在するものと仮定する。ここで、 $s_m(l)$ 、($m=0, 1, \dots, 6$)を、アレーアンテナ装置100の m 番目のアンテナ素子 A_m に到来する信号とし、信号ベクトル $s(t)$ を、 m 番目の成分に $s_m(t)$ を有する列ベクトルとすると、結果として、信号ベクトル $s(t)$ は次式のように表記される。

【0033】

【数2】

$$s(t) = \sum_{q=0}^Q a(\theta_q) u_q(t) \quad (6)$$

【0034】

ゆえに、時刻 t において、アレーアンテナ装置100から出力される受信信号 $y(t)$ は、次式で定義される。

【0035】

【数3】

$$y(t) = i^T s(t) = \sum_{q=0}^Q i^T a(\theta_q) u_q(t) \quad (7)$$

【0036】

式(7)では、受信信号を、時刻 t において適応制御型コントローラ20で測定される受信信号 $y(t)$ として表記したが、以下では、適応制御型コントローラ20が実行する適応制御処理の反復回数 n をパラメータとし、 n 回目の反復において適応制御型コントローラ20で測定される受信信号を $y(n)$ として、この表記を用いて説明する。また、適応制御型コントローラ20が実行する適応制御処理の n 回目の反復において各可変リアクタンス素子12-1乃至12-6に設定されるリアクタンスベクトルを $x(n) = [x_1(n), \dots, x_6(n)]^T$ と表記する。従って、受信信号 $y(n)$ は、リアクタンスベクトル $x(n)$ が各可変リアクタンス素子12-1乃至12-6に設定されているときに、適応制御型コントローラ20で測定される受信信号である。

【0037】

また、電流ベクトル i は、非特許文献1により、次式のように定式化できる。

【0038】

【数5】

$$i = V_s (Z + X)^{-1} u_0 \quad (8)$$

【0039】

ここで、 $X = \text{diag}[50, jx_1, \dots, jx_6]$ はリアクタンス行列と呼ばれ、 Z は、各アンテナ素子A0乃至A6間のインピーダンスを成分とするインピーダンス行列であり、 $(6+1)$ 次元ベクトル u_0 は $[1, 0, \dots, 0]^T$ とされ、 V_s は内部ソースRF電圧である。

【0040】

次いで、適応制御型アルゴリズムに適用される規範関数ダイバシティの概念について説明する。一般に、従来の適応制御型アルゴリズムでは、ただ1つの規範関数を使用してビーム形成が行われる。表1は、アレーアンテナ装置100のブラインド適応ビーム形成のために使用可能な2つの規範関数とその特性とを示している。これらの規範関数はブラインドである。すなわち、送信側無線局と受信側無線局とで同一のトレーニングシンボル(

又は学習シーケンス信号)を発生して受信側無線局のトレーニングシンボルと受信された送信側無線局のトレーニングシンボルとを比較することを必要とせず、受信側無線局で受信される無線信号のみを使用する。本実施形態で使用されるブラインドの規範関数は、M2M4とMMMCである。M2M4の規範関数は、所定の期間における受信信号 $y(n)$ の4乗値の平均値(すなわち4次のモーメント)を受信信号 $y(n)$ の2乗値の平均値(すなわち2次のモーメント)の2乗値で除算した関数である。また、MMMCの規範関数は、Mを2以上の整数として、所定の期間における受信信号 $y(n)$ のM乗値の平均値の絶対値の2乗値を受信信号 $y(n)$ のM乗値の絶対値の2乗値の平均値で除算した関数である。

【0041】

【表1】

	M 2 M 4	MMMC
規範関数	$\rho(n) = \frac{(-1) \times \frac{1}{N_s} \sum_{v=1}^{N_s} y(n)_v ^4}{\left\{ \frac{1}{N_s} \sum_{v=1}^{N_s} y(n)_v ^2 \right\}^2}$	$\rho(n) = \frac{\left \frac{1}{N_s} \sum_{v=1}^{N_s} y(n)_v^M \right ^2}{\frac{1}{N_s} \sum_{v=1}^{N_s} y(n)_v^M ^2}$
収束速度	速い	遅い
安定性	低い	高い
SNRの計算	可能	可能

【0042】

表1において、 $\rho(n)$ は規範関数値を表し、 n は、適応制御型コントローラ20が実行する適応制御処理の反復回数を示し、 N_s は統計的モーメントのサンプル数を表す。従って、規範関数値 $\rho(n)$ は、適応制御型コントローラ20が実行する適応制御処理の n 回目の反復において、リアクタンスベクトル $x(n)$ が各可変リアクタンス素子12-1乃至12-6に設定されたときに、適応制御型コントローラ20によって測定される受信信号 $y(n)$ に基づいて計算される。実際には、表1中の式からわかるように、規範関数値 $\rho(n)$ は、アレーアンテナ装置100から出力された受信信号 $y(n)$ の N_s 個のサンプル $y(n)_1$ 乃至 $y(n)_{N_s}$ から計算される。本願明細書では、以下説明の簡単化のために、「受信信号 $y(n)$ 」という表記によって N_s 個のサンプル $y(n)_1$ 乃至 $y(n)_{N_s}$ を表すものとする。

【0043】

以下、表1に記載のM2M4の規範関数を $\rho(n)_{M2M4}$ と表記し、MMMCの規範関数を $\rho(n)_{MMMC}$ と表記する。

【0044】

【数4】

$$\rho(n)_{M2M4} = \frac{(-1) \times \frac{1}{N_s} \sum_{v=1}^{N_s} |y(n)_v|^4}{\left\{ \frac{1}{N_s} \sum_{v=1}^{N_s} |y(n)_v|^2 \right\}^2} \quad (9)$$

【数5】

$$\rho(n)_{MMC} = \frac{\left| \frac{1}{N_s} \sum_{v=1}^{N_s} y(n)_v^M \right|^2}{\frac{1}{N_s} \sum_{v=1}^{N_s} |y(n)_v^M|^2} \quad (10)$$

【0045】

残念ながら、表1は、両方の規範関数がそれらの収束速度と安定性との間でトレードオフの問題点を有することを示している。

【0046】

この問題点を克服し、より速く、より安定した収束によるブラインド適応ビーム形成を達成するために、適応制御型アルゴリズムにおいてこれらの規範関数の両方が使用されてもよい。このことが規範関数ダイバシティの基本原理である。この原理は、実際に、本発明に係る実施形態の適応制御処理において使用され、適応制御処理のループの反復毎に、どちらの規範が計算に最良であるかを決定している。

【0047】

次いで、図3及び図4を参照して、図1の適応制御型コントローラ20によって実行される、規範関数ダイバシティを用いた順次ランダム探索法による適応制御処理について説明する。順次ランダム探索法は、本実施形態の適応ビーム形成の主要なアルゴリズムの1つであり、これは、各可変リアクタンス素子12-1乃至12-6のリアクタンス値を成分とするリアクタンスベクトル $x(n)$ をループの反復毎にランダムに変化させることを特徴とする。このアルゴリズムの基本原理によれば、処理は次のように進行する。

【0048】

図3のステップS1において、反復回数 n を0に初期化する。ステップS2において、リアクタンスベクトル $x(n)$ の初期値 $x(0)$ に対応する制御電圧信号を各可変リアクタンス素子12-1乃至12-6に出力して設定する。一般に、リアクタンスベクトル $x(0)$ は、無指向性のアンテナパターンをもたらすゼロベクトルに設定される。ステップS3において、受信信号 $y(n)$ を測定する。ステップS4において、ステップS3で測定された受信信号 $y(n)$ に基づいて、式(9)を用いてM2M4の規範関数値 $\rho(n)_{M2M4}$ を計算し、ステップS5において、ステップS3で測定された受信信号 $y(n)$ に基づいて、式(10)を用いてMMCの規範関数値 $\rho(n)_{MMC}$ を計算する。ステップS4及びS5を実行する順序は、逆又は同時であってもよい。次いで、ステップS6において、反復回数 n を1だけインクリメントする。ステップS7において、ランダムに発生された6個の成分を有するランダムベクトル $R(n)$ を発生し、ステップS8において、ランダムベクトル $R(n)$ によって変化したリアクタンスベクトル $x(n-1) + R(n)$ に対応する制御電圧信号を各可変リアクタンス素子12-1乃至12-6に出力して設定する。ステップS9において、受信信号 $y(n)$ を測定する。ステップS10において、ステップS9で測定された受信信号 $y(n)$ に基づいて、式(9)を用いてM

M2M4の規範関数値 $\rho(n)_{M2M4}$ を計算し、ステップS11において、ランダムベクトル $R(n)$ によってリアクタンスベクトルが変化される前後のM2M4の規範関数値の差分値 $Diff_{M2M4}$ を、変化後の規範関数値 $\rho(n)_{M2M4}$ から変化前の規範関数値 $\rho(n-1)_{M2M4}$ を減算することによって計算する。次いで、ステップS12において、ステップS9で測定された受信信号 $y(n)$ に基づいて、式(10)を用いてMMMCの規範関数値 $\rho(n)_{MMMC}$ を計算し、ステップS13において、ランダムベクトル $R(n)$ によってリアクタンスベクトルが変化される前後のMMMCの規範関数値の差分値 $Diff_{MMMC}$ を、変化後の規範関数値 $\rho(n)_{MMMC}$ から変化前の規範関数値 $\rho(n-1)_{MMMC}$ を減算することによって計算する。ステップS10及びS11と、ステップS12及びS13とを実行する順序は、逆又は同時であってもよい。

【0049】

次いで、図4のステップS14及びS15において、より大きな差分値をもたらす規範関数を参照することによって、リアクタンスベクトル $x(n)$ の更新(すなわちランダムベクトル $R(n)$ による変化)が適切であったか否かを決定する。詳しくは、ステップS14において、M2M4による差分値 $Diff_{M2M4}$ がMMMCによる差分値 $Diff_{MMMC}$ 以上でありかつ差分値 $Diff_{M2M4}$ が正の値であるとき、又は、ステップS15において、MMMCによる差分値 $Diff_{MMMC}$ がM2M4による差分値 $Diff_{M2M4}$ よりも大きくかつ差分値 $Diff_{MMMC}$ が正の値であるときには、ランダムベクトル $R(n)$ による変化が適切であったと判断され、ステップS17に進む。ステップS14及びS15において、2つの規範関数を用いて計算される差分値 $Diff_{M2M4}$ 及び $Diff_{MMMC}$ が両方とも負の値であれば、ランダムベクトル $R(n)$ による変化は却下され、次いで、ステップS16において、前の反復におけるリアクタンスベクトル $x(n-1)$ に対応する制御電圧信号を各可変リアクタンス素子12-1乃至12-6に出力して設定し、ステップS17に進む。

【0050】

ステップS14乃至S16の処理において、実際には、M2M4とMMMCの規範関数のうちのどちらが参照されるかは、リアクタンスベクトル $x(n)$ の更新に影響しない。従って、2つの規範関数のうちの少なくとも1つの規範関数について、ランダムベクトル $R(n)$ による摂動後の規範関数値が摂動前の規範関数値に対して増大する場合(ステップS14又はS15がYESのとき)に、摂動後の各リアクタンス値を各可変リアクタンス素子12-1乃至12-6の各リアクタンス値の新たな設定値として設定する一方、2つの規範関数のうちの両方について摂動後の規範関数値が摂動前の規範関数値以下になる場合(ステップS14及びS15がどちらもNOのとき)に、摂動前の各リアクタンス値を各可変リアクタンス素子12-1乃至12-6の各リアクタンス値の設定値として設定する(ステップS16)。

【0051】

ステップS17において、反復回数 n が、予め設定された最大の反復回数 N に達したか否かが決定され、 $n < N$ の場合はステップS6に戻り、 $n \geq N$ の場合は処理を終了する。

【0052】

本実施形態では、規範関数ダイバシティを実現するために、M2M4とMMMCとの2つの規範関数を用いたが、3つ以上の規範関数を用いて適応制御処理を実行してもよい。それらの規範関数は、収束速度、安定性、及び/又は他の特性が互いに異なっていることが望ましい。

【0053】

以上説明したように、本実施形態のアレーアンテナの制御方法及び制御装置によれば、収束速度と安定性とのトレードオフの問題を解決し、従来技術に比較して、簡単な処理で、より高速かつ安定に電子制御導波器アレーアンテナ装置のパターンを収束させ、アレーアンテナの主ビームを所望波の方向に向けかつ干渉波の方向にヌルを向けるための可変リアクタンス素子のリアクタンス値を計算して設定することができる。

【0054】

＜第2の実施形態＞

本実施形態は、アレーアンテナ装置100の指向性を制御するために、順次ランダム探索法と最急勾配法との2つのアルゴリズムを用いるアルゴリズムダイバシティを採用し、それと同時に、これら2つのアルゴリズムはそれぞれ、M2M4の規範関数及びMMMCの規範関数を用いる規範関数ダイバシティを採用したことを特徴とする。詳しくは、本実施形態において、適応制御型コントローラ20は、第1の実施形態の規範関数ダイバシティを用いた順次ランダム探索法による適応制御処理と同様に実行される第1のステップと、第1のステップの処理を所定の回数だけ反復する第2のステップと、第2のステップの処理を実行した後で、アレーアンテナ装置100で受信された無線信号に基づいて、2つの規範関数のうちの一方の規範関数に関連付けられた信号対雑音比計算関数を用いて、当該受信された無線信号の信号対雑音比(SNR)の値を計算する第3のステップと、計算されたSNR値が所定のしきい値よりも低いとき、各可変リアクタンス素子12-1乃至12-6のリアクタンス値を順次所定のシフト量だけ振動させ、アレーアンテナ装置100で受信された無線信号に基づく2つの規範関数 $\rho(n)_{M2M4}$ 及び $\rho(n)_{MMMC}$ を用いて、各リアクタンス値に関する上記各規範関数の勾配ベクトル $\nabla \rho(n)_{M2M4}$ 及び $\nabla \rho(n)_{MMMC}$ をそれぞれ計算し、計算された上記各勾配ベクトルのうちで最大のノルムを有する勾配ベクトルに基づいて、上記最大のノルムを有する勾配ベクトルに対応した規範関数の値が最大となるように最急勾配法により各可変リアクタンス素子12-1乃至12-6のリアクタンス値を更新することを反復する第4のステップと、計算されたSNR値が上記しきい値以上であるとき、第1のステップの処理を反復する第5のステップとを実行し、それによって、上記アレーアンテナの主ビームを所望波の方向に向けかつ干渉波の方向にヌルを向けるための可変リアクタンス素子のリアクタンス値を計算して設定することを特徴とする。また、本実施形態では、図1の適応制御型コントローラ20が実行する適応制御処理のみが第1の実施形態と異なり、本実施形態における他の構成要素は第1の実施形態と同様である。

【0055】

最初に、規範関数ダイバシティを使用する2つの異なるアルゴリズムを比較する。ここでは、本発明の第1の実施形態として説明された規範関数ダイバシティを用いた順次ランダム探索法による適応制御処理と、非特許文献6に記載の規範関数ダイバシティを用いた最急勾配法による適応制御処理とのそれぞれの優位点について論じる。

【0056】

まず、後述される第1の実施形態に係るシミュレーション結果を参照すると、図11の収束曲線は、規範関数ダイバシティを使用するアルゴリズムが、M2M4の規範関数のみ、又はMMMCの規範関数のみを用いたアルゴリズムに比較して、より優れたブラインド適応ビーム形成を実現することを示している。また、非特許文献6を参照して、M2M4とMMMCとの規範関数ダイバシティを用いた最急勾配法による適応制御処理を実行するものと仮定すると、電子制御導波器アレーアンテナ装置のための規範関数ダイバシティを用いた両方の適応ビーム形成アルゴリズムの特性を表2のように示すことができる。

【0057】

【表2】

	最急勾配法	順次ランダム探索法
収束速度	遅い	速い
安定性	高い	低い

【0058】

実際のところ、本発明者らが行ったシミュレーションによれば、信号対雑音比(SNR)

）の値が高い場合に（約20 dBの場合）、規範関数ダイバシティを用いた順次ランダム探索法による適応制御処理を実行すると、所望波信号が存在する方向へビームを形成し、干渉波信号に向けて深いヌルを形成できるということがわかっている。反対にSNR値が低い値である場合には、順次ランダム探索法よりも最急勾配法のほうが格段に効率的になる。通常はSNR値を知ることができず、異なる状況では最急勾配法と順次ランダム探索法との両方が有効であるので、本実施形態では、規範関数ダイバシティを用いた最急勾配法及び規範関数ダイバシティを用いた順次ランダム探索法の両方のアルゴリズムによる適応制御処理を提案する。

【0059】

さらに、処理の継続時間の問題に遭遇する場合がある。実際には、最急勾配法のアルゴリズムは順次ランダム探索法のアルゴリズムより複雑であるため、最急勾配法のアルゴリズムの計算処理には格段に長い時間がかかる。このことは、最急勾配法が、7素子のアレーアンテナ装置100の各可変リアクタンス素子12-1乃至12-6についてそれぞれリアクタンス値を振動させる毎に規範関数値を計算しなければならないという事実を以て説明することができる。最急勾配法は、SNR値が高い場合にもアレーアンテナ装置100の指向性パターンにビーム及びヌルの両方を形成することができるが、最急勾配法の処理の複雑さは順次ランダム探索法の処理を遙かに上回り、この理由により、SNR値が高い場合には順次ランダム探索法を使用する方がよい。なお、最急勾配法は、所望波信号と干渉波信号とがほぼ同じパワーを有するような所定の条件下では順次ランダム探索法よりも効率的である。

【0060】

次いで、図5乃至図9を参照して、適応制御型コントローラ20が実行する、アルゴリズムダイバシティ及び規範関数ダイバシティを用いた適応制御処理について説明する。この適応制御処理の主たる原理は、規範関数ダイバシティを用いる最急勾配法と、規範関数ダイバシティを用いる順次ランダム探索法とを組み合わせることにある。その結果、本実施形態の適応制御処理は、入射する信号の電力値及びSNR値がどのような値であっても、アレーアンテナ装置100の指向性パターンを改善する。

【0061】

本実施形態の適応制御処理は、リアクタンス値を計算する途中で、受信信号のSNR値に応じて使用するアルゴリズムを切り換えることを特徴とする。本実施形態においてSNR値を計算するためには、非特許文献6に記載の原理より、式(9)及び式(10)を用いて計算される規範関数値を基礎としている。

【0062】

M2M4の規範関数 $\rho(n)_{M2M4}$ が、受信信号 $y(n)$ のSNR値と所定の関係を有していることを以下に説明する。ここでは、 $E[\]$ を統計的期待値の演算子として、次のような一般化されたM2M4の規範関数 $\rho(n)_1$ を用いて説明する。

【0063】

【数6】

$$\rho(n)_1 = \frac{(-1) \times E[|y(n)|^4]}{E[|y(n)|^2]^2} \quad (11)$$

【0064】

また、受信信号 $y(n)$ が、次式のように、送信信号 $\sigma(n)$ と加法性白色ガウス雑音(AWGN) $v(n)$ との単純な和によってモデル化されると仮定する。

【0065】

【数7】

$$y(n) = \sqrt{S} \sigma(n) + \sqrt{N} v(n) \quad (12)$$

【0066】

ここで、S及びNはそれぞれ、信号と雑音信号のパワーである。干渉信号の個数が十分に大きいならば、干渉信号はAWGNの信号成分 $v(n)$ に含まれている。

【0067】

式(12)を式(11)に代入すると、次式を得る。

【0068】

【数8】

$$\rho(n)_1 = (-1) \times \frac{K_s \gamma^2 + 4\gamma + K_n}{\gamma^2 + 2\gamma + 1} \quad (13)$$

【0069】

ここで、 γ は、 $\gamma = S/N$ によって与えられる、信号のビット毎のSNR値であり、 K_s 及び K_n はそれぞれ、送信信号 $\sigma(n)$ と雑音信号 $v(n)$ の尖度を示す。これらの尖度は次式によって与えられる。

【0070】

【数9】

$$K_s = \frac{E[|\sigma(n)|^4]}{E[|\sigma(n)|^2]^2} \quad (14)$$

【数10】

$$K_n = \frac{E[|v(n)|^4]}{E[|v(n)|^2]^2} \quad (15)$$

【0071】

送信信号の尖度 K_s は、送信信号 $\sigma(n)$ の変調方式に従って異なる値をとるのに対して、雑音信号の尖度 K_n は、実又は複素AGWNチャンネルにおいてそれぞれ3又は2となる。式(13)より、SNR値 γ が高くなると、規範関数値 $\rho(n)_1$ は K_s に近づくことがわかる。従って、M2M4の規範関数 $\rho(n)_1$ に基づく適応制御処理は、適応型アルゴリズムを用いて規範関数値 $\rho(n)_1$ を最大化することによって達成される。

【0072】

ここで、式(13)をSNR値 γ について解くことにより、次式のように、M2M4の規範関数値 $\rho(n)_1$ からSNR値 γ を計算するためのM2M4の計算関数を得ることができる。

【0073】

【数6】

$$\gamma = F_1(\rho(n)_1) \quad (16)$$

【0074】

本実施形態の適応制御処理では、式(9)の規範関数と式(16)の計算関数との組を信号対雑音比計算関数として用い、式(4)を用いて計算された規範関数値 $\rho(n)_{M2M4}$ を数式6の規範関数値 $\rho(n)_1$ に代入することによって、受信信号 $y(n)$ のSNR値を計算する。

【0075】

次に、MMMCの規範関数 $\rho(n)_{MMMC}$ もまた、受信信号 $y(n)$ のSNR値と所定の関係を有していることを以下に説明する。ここでは、 $E[\]$ を統計的期待値の演算

子として、次のような一般化されたMMMCの規範関数 $\rho(n)_2$ を用いて説明する。

【0076】

【数11】

$$\rho(n)_2 = \frac{|\mathbf{E}[y(n)^M]|^2}{\mathbf{E}[|y(n)^M|^2]} \quad (17)$$

【0077】

送信信号 $\sigma(n)$ をM-aryのPSK信号とすると、各時刻における信号値のM乗は一意な複素数値となる。この事実に従って、式(17)の分子及び分母はそれぞれ、上記一意な複素数値によって測定されたパワー及び分散を表す。

【0078】

式(11)を式(17)に代入することによって、次式が得られる。

【0079】

【数12】

$$\rho(n)_2 = \frac{\gamma^M}{\sum_{k=0}^M \frac{M!^2}{(M-k)!^2 k!^2} \gamma^{M-k}} \quad (18)$$

【0080】

式(18)は、MMMCの規範関数 $\rho(n)_2$ が、SNR値 γ に関して単調に増大することを示している。従って、MMMCの規範関数 $\rho(n)_2$ に基づく適応制御処理は、規範関数値 $\rho(n)_2$ を最大化することによって達成される。

【0081】

さらに、式(18)をSNR値 γ について解くことにより、次式のように、MMMCの規範関数値 $\rho(n)_2$ からSNR値 γ を計算するためのMMMCの計算関数を得ることができる。

【0082】

【数7】

$$\gamma = F_2(\rho(n)_2) \quad (19)$$

【0083】

本実施形態の適応制御処理では、式(10)の規範関数と式(19)の計算関数との組を信号対雑音比計算関数として用い、式(10)を用いて計算された規範関数値 $\rho(n)_{\text{MMMC}}$ を式(19)の規範関数値 $\rho(n)_2$ に代入することによって、受信信号 $y(n)$ のSNR値を計算する。

【0084】

アルゴリズムダイバシティ及び規範関数ダイバシティを用いた適応制御処理は、基本的には次のように進行する。

【0085】

図5のステップS1において反復回数 n を0に初期化し、ステップS1aにおいて規範関数フラグCFを0に設定する。規範関数フラグCFは、受信信号のSNR値を計算するときに使用する規範関数及び計算関数を指定するためのフラグであり、本実施形態では、CF=0が、M2M4の規範関数及び計算関数を用いることを意味し、CF=1が、MMMCの規範関数及び計算関数を用いることを意味するが、フラグの意味はこの逆に設定されていてもよい。それに続くステップS2乃至S5は、第1の実施形態と同様である。次いで、ステップS21において、順次ランダム探索法による初期適応制御処理を実行し、

ステップS 2 2において反復回数 n が所定の回数 $N_{S N R}$ に達したと判断されるまで、ステップS 2 1の処理を反復する。図6に、順次ランダム探索法による初期適応制御処理S 2 1に係るサブルーチンのフローチャートが図示されている。図6のステップS 6乃至S 1 3は図3の各ステップと同様である。図6のステップS 1 4（図4のステップS 1 4と同様）がYESであるとき、ステップS 1 4 aにおいて規範関数フラグCFの値を0にし、図5のステップS 2 2に進む。ステップS 1 4がNOであってステップS 1 5（図4のステップS 1 5と同様）がYESであるとき、ステップS 1 5 aにおいて規範関数フラグCFの値を1にし、図5のステップS 2 2に進む。ステップS 1 4及びS 1 5がどちらもNOであるときは、ステップS 1 6（図4のステップS 1 6と同様）を実行し、図5のステップS 2 2に進む。図6のステップS 6乃至S 1 6は、反復回数 n が1乃至 $N_{S N R}$ である間に反復される。

【0086】

ステップS 2 2において、 $n \geq N_{S N R}$ と判断されると、次いで、ステップS 2 3において受信信号 $y(n)$ を測定し、ステップS 2 4において、ステップS 2 3で測定された受信信号 $y(n)$ に基づいてSNR値を計算する。ステップS 2 4でSNR値を計算するためには、規範関数フラグCFを参照して、CF=0のときは式(9)のM 2 M 4の規範関数と式(16)の計算関数とを用い、CF=1のときは式(8)のMMMCの規範関数と式(19)の計算関数とを用いる。従って、SNR値を計算するために用いる規範関数及び計算関数は、ステップS 2 1の処理における実質的に最後の更新（すなわち、図6のステップS 1 4及びS 1 5の一方がYESであった最後の更新）において、ステップS 1 4及びS 1 5のいずれがYESであったか、すなわち、リアクタンスベクトル $x(n)$ はM 2 M 4の規範関数とMMMCの規範関数とのどちらを参照して更新されたかということに基づいて、式(9)及び式(16)の組又は式(10)及び式(19)の組に決定される。ステップS 2 5において、計算されたSNR値が10 dB（又は予め設定された所定のしきい値）より小さいと判断されると、 $N_{S N R} + 1$ 回目からN回目までの反復において、ステップS 2 6の最急勾配法による第1の適応制御処理を実行する。一方、ステップS 2 5において、計算されたSNR値が10 dB以上であると判断されると、 $N_{S N R} + 1$ 回目からN回目までの反復において、ステップS 2 6の順次ランダム探索法による第2の適応制御処理を実行する。

【0087】

ここで、ステップS 2 6において実行される、規範関数ダイバシティを用いた最急勾配法について説明する。このステップにおける処理のアルゴリズムは、電子制御導波器アレーアンテナ装置のための、規範関数ダイバシティを使用しかつ規範関数の勾配を基礎とするアルゴリズムであり、非特許文献6に記載された技術が参照される。このアルゴリズムは、第1の実施形態における規範関数ダイバシティを用いた順次ランダム探索法による適応制御処理と同様に、ダイバシティを実現するためにM 2 M 4及びMMMCの両方のブラインド規範関数 $\rho(n)_{M 2 M 4}$ 及び $\rho(n)_{M M M C}$ を使用する。簡単化のために、2つの規範関数に共通の説明をする場合には、規範関数を $\rho(n)$ と表記する。

【0088】

規範関数 $\rho(n)$ の勾配ベクトルは、次式で表される。

【0089】

【数13】

$$\nabla \rho(n) = \left[\frac{\delta \rho(n)}{\delta x_1}, \dots, \frac{\delta \rho(n)}{\delta x_6} \right]^T \quad (20)$$

【0090】

ここで、勾配ベクトル $\nabla \rho(n)$ は、規範関数 $\rho(n)$ をリアクタンスベクトル $x(n)$ の各成分に関して偏微分することによって得られる。すなわち、勾配ベクトルの成分 δ

$\rho(n)/\delta x_m$ は、次式のように計算される規範関数の偏微分係数である。

【0091】

【数14】

$$\begin{aligned} & \frac{\delta \rho(n)}{\delta x_m} \\ &= \frac{\rho(n) - \rho(n)^{(0)}}{\Delta x_m} \\ &= \frac{\rho(x_1(n), \dots, x_m(n) + \Delta x_m, \dots, x_6(n)) - \rho(x_1(n), \dots, x_m(n), \dots, x_6(n))}{\Delta x_m} \end{aligned} \quad (21)$$

【0092】

ここで、規範関数の基準値 $\rho(n)^{(0)}$ は、適応制御処理の n 回目の反復においてリアクタンスベクトル $x(n) = [x_1(n), \dots, x_6(n)]$ がアレーアンテナ装置100に設定されたときに計算される値であり、規範関数値 $\rho(n)$ は、 m 番目の成分を所定のリアクタンス値 Δx_m だけ摂動したリアクタンスベクトル $x(n) = [x_1(n), \dots, x_m(n) + \Delta x_m, \dots, x_6(n)]$ がアレーアンテナ装置100に設定されたときに計算される値である。前述のように、式(21)の規範関数 $\rho(n)$ は、M2M4の規範関数 $\rho(n)_{M2M4}$ であるか、MMMCの規範関数値 $\rho(n)_{MMMC}$ であるかのいずれかである。

【0093】

図7及び図8に、最急勾配法による第1の適応制御処理S26に係るサブルーチンのフローチャートが図示されている。図7のステップS31において、各アンテナ素子A0乃至A6に対応するパラメータ m を0に設定し、ステップS32において、受信信号 $y(n)$ を測定する。ステップS33において、ステップS32で測定された受信信号 $y(n)$ に基づいて、式(9)を用いてM2M4の規範関数値 $\rho(n)_{M2M4}$ を計算し、これをM2M4の規範関数の基準値 $\rho(n)_{M2M4}^{(0)}$ とする。ステップS34において、ステップS32で測定された受信信号 $y(n)$ に基づいて、式(10)を用いてMMMCの規範関数値 $\rho(n)_{MMMC}$ を計算し、これをMMMCの規範関数の基準値 $\rho(n)_{MMMC}^{(0)}$ とする。ステップS33及びS34を実行する順序は、逆又は同時であってもよい。次いで、ステップS35において、パラメータ m を1だけインクリメントする。ステップS36において、 m 番目の成分のみが所定のリアクタンス値 $+\Delta x_m$ だけ変化したリアクタンスベクトルに対応する制御電圧信号を、各可変リアクタンス素子12-1乃至12-6に出力して設定する。ステップS37において、受信信号 $y(n)$ を測定する。ステップS38において、ステップS37で測定された受信信号 $y(n)$ に基づいて、式(9)を用いて規範関数値 $\rho(n)_{M2M4}$ を計算し、ステップS39において、規範関数値 $\rho(n)_{M2M4}$ と基準値 $\rho(n)_{M2M4}^{(0)}$ とに基づいて、式(21)を用いて規範関数の偏微分係数 $\delta \rho(n)_{M2M4} / \delta x_m$ を計算する。次いで、ステップS40において、ステップS37で測定された受信信号 $y(n)$ に基づいて、式(8)を用いて規範関数値 $\rho(n)_{MMMC}$ を計算し、ステップS41において、規範関数値 $\rho(n)_{MMMC}$ と基準値 $\rho(n)_{MMMC}^{(0)}$ とに基づいて、式(21)を用いて規範関数の偏微分係数 $\delta \rho(n)_{MMMC} / \delta x_m$ を計算する。ステップS38及びS39と、ステップS40及びS41とを実行する順序は、逆又は同時であってもよい。ステップS42において、ステップS36で変換されたリアクタンスベクトルの m 番目の成分を元に戻すために、 m 番目の成分のみがリアクタンス値 $-\Delta x_m$ だけ変換されたリアクタンスベクトルに対応する制御電圧信号を、各可変リアクタンス素子12-1乃至12-6に出力

して設定する。ステップS43において、リアクタンスベクトルのすべての成分に関して規範関数の偏微分係数が計算されたと判断されたときは、ステップS44に進み、そうでないときはステップS35に戻る。

【0094】

以下のステップでは、ステップS39及びS41において計算された偏微分係数を成分とする勾配ベクトルのノルムを参照して、当該ノルムがより大きくなるような規範関数を選定することにより、リアクタンスベクトルの次の設定値を計算する。図8のステップS44において、ステップS39において計算された偏微分係数を成分とするM2M4の規範関数の勾配ベクトルのノルム $\|\nabla\rho(n)_{M2M4}\|$ と、ステップS41において計算された偏微分係数を成分とするMMMCの規範関数の勾配ベクトルのノルム $\|\nabla\rho(n)_{MMMC}\|$ とを比較する。M2M4の規範関数の勾配ベクトルのノルム $\|\nabla\rho(n)_{M2M4}\|$ が、MMMCの規範関数の勾配ベクトルのノルム $\|\nabla\rho(n)_{MMMC}\|$ よりも大きいときは、ステップS45に進んで、M2M4の規範関数の勾配ベクトル $\rho(n)_{M2M4}$ に基づいて次のリアクタンスベクトル $x(n+1)$ を計算する。そうでないときはステップS46に進んで、MMMCの規範関数の勾配ベクトル $\rho(n)_{MMMC}$ に基づいて次のリアクタンスベクトル $x(n+1)$ を計算する。ここで、図8のステップS45及びS46に示された式の μ は、最急勾配法の処理の収束速度を制御する正の定数である（非特許文献2を参照）。ステップS45又はS46では、さらに、計算されたリアクタンスベクトル $x(n+1)$ に対応する制御電圧信号が、各可変リアクタンス素子12-1乃至12-6に出力して設定される。次いで、ステップS47において反復回数 n を1だけインクリメントし、ステップS48において、反復回数 n が、予め設定された最大の反復回数 N に達したか否かが決定され、 $n < N$ の場合はステップS31に戻り、 $n \geq N$ の場合は処理を終了する。

【0095】

この適応制御処理のアルゴリズムを制御する他の異なるパラメータとして、反復回数 N_{SNR} とSNRのしきい値との2つが存在する。

【0096】

図9に、順次ランダム探索法による第2の適応制御処理S27に係るサブルーチンのフローチャートが図示されている。ステップS3乃至ステップS17は、図3に示された各ステップと同様であり、ステップS17において反復回数 n が予め決められた最大値 N に達したと判断されたときは、処理を終了する。

【0097】

本実施形態では、 N 回の反復の後にSNR値が所定のしきい値より高ければ、適応制御処理は、結果的に、規範関数ダイバシティを用いた順次ランダム探索法の場合と同程度に効率的になる。一方、処理を N_{SNR} 回だけ反復した後にも未だSNR値がしきい値を下回っていったら、最急勾配法によるブラインド適応ビーム形成の方が順次ランダム探索法よりも優れていると判断され、これを根拠として、ステップS25の後で、処理は、順次ランダム探索法による第2の適応制御処理から最急勾配法による第1の適応制御処理へ切り換えられる。

【0098】

本実施形態では、規範関数ダイバシティを実現するために、M2M4とMMMCとの2つの規範関数を用いたが、3つ以上の規範関数を用いて適応制御処理を実行してもよい。それらの規範関数は、収束速度、安定性、及び／又は他の特性が互いに異なっていることが望ましい。また、アルゴリズムダイバシティを実現するために、順次ランダム探索法及び最急勾配法とは異なるアルゴリズムを用いてもよい。さらに、ステップS24においてSNR値を計算するために、規範関数フラグCFを参照することによって式(9)のM2M4の規範関数及び式(16)の計算関数の組と、式(10)のMMMCの規範関数及び式(12)の計算関数の組とのいずれかを選択して用いたが、常にいずれか一方の組を用いてSNR値を計算してもよい。

【0099】

以上説明したように、本実施形態のアレーアンテナの制御方法及び制御装置によれば、収束速度と安定性とのトレードオフの問題を解決し、従来技術に比較して、簡単な処理で、より高速かつ安定に電子制御導波器アレーアンテナ装置のパターンを収束させ、アレーアンテナの主ビームを所望波の方向に向けかつ干渉波の方向にヌルを向けるための可変リアクタンス素子のリアクタンス値を計算して設定することができる。

【実施例】

【0100】

以下、本発明の実施形態に係るアレーアンテナの制御装置の性能を示すシミュレーション結果について説明する。

【0101】

図10は、本発明の第1の実施形態に係るシミュレーション結果であって、規範関数ダイバシティを用いた場合と規範関数ダイバシティを用いなかった場合のそれぞれにおける方位角0度方向の利得に対する各方位角方向での相対利得を示す指向性パターンである。アルゴリズムは順次ランダム探索法であり、SNRの初期値は10dBであり、所望波信号の到来角が0度であり、干渉波信号の到来角が45度であるとした。このパターンから分かるように、規範関数ダイバシティは順次ランダム探索法のブラインド適応ビーム形成を改善する。また、非特許文献3のシミュレーション結果によれば、異なる分布を有するランダムベクトル $R(n)$ を使用した場合に、ガウス分布の方が一様分布よりも優れた結果をもたらすことが示されている。

【0102】

図11は、本発明の第1の実施形態に係るシミュレーション結果であって、規範関数ダイバシティを用いた場合と規範関数ダイバシティを用いなかった場合のそれぞれにおける、反復回数 n に対するアレーアンテナの制御装置の出力SIRを示すグラフである。アルゴリズムは順次ランダム探索法であり、SNRの初期値は10dBであり、所望波信号の到来角が0度であり、干渉波信号の到来角が45度であるとした。実際に、これは、順次ランダム探索法による処理の50回目までの反復を1000回だけ試行した平均値で出力SIRを比較している。このグラフの収束曲線は、規範関数ダイバシティを用いた順次ランダム探索法による適応制御処理が、M2M4又はMMCのうちのただ1つの規範関数を使用するアルゴリズムよりも有効であることを示している。

【実施例】

【0103】

さらに、本発明に係る第2の実施形態のアルゴリズムダイバシティ及び規範関数ダイバシティを用いた適応制御処理の性能を評価する目的でシミュレーションが行われた。アレーアンテナ装置100の指向性パターンのシミュレーションが、いくつかの到来角(DOA)が存在し、SNRの初期値が異なる場合(0乃至20dB)について行われた。シミュレーションでは、所望波信号がアレーアンテナ装置100に入射され、さらに干渉波信号もまた追加された。

【0104】

図12は、本発明の第2の実施形態に係るシミュレーション結果であって、アルゴリズムダイバシティを用いた場合とアルゴリズムダイバシティを用いなかった場合のそれぞれにおける方位角0度方向の利得に対する各方位角方向での相対利得を示す指向性パターンである。シミュレーションは、アルゴリズムダイバシティ及び規範関数ダイバシティを用いた第2の実施形態の適応制御処理と、規範関数ダイバシティを用いた順次ランダム探索法による(すなわちアルゴリズムダイバシティを用いない)第1の実施形態の適応制御処理と、M2M4及びMMCの規範関数ダイバシティを用いた最急勾配法による(すなわちアルゴリズムダイバシティを用いない)非特許文献6の従来技術の適応制御処理とに対して実行された。シミュレーション結果は、SNR値がいかなる値であるかに関わらず、アルゴリズムダイバシティ及び規範関数ダイバシティを用いた適応制御処理によるブラインド適応ビーム形成が、規範関数ダイバシティを用いた最急勾配法又は順次ランダム探索法のいずれの場合よりも優れていることを示した。図12では、SNRの初期値が10dB

Bであり、所望波信号の到来角が0度であり、干渉波信号の到来角が45度である場合のシミュレーション結果が示されている。

【0105】

図13は、本発明の第2の実施形態に係るシミュレーション結果であって、アルゴリズムダイバシティを用いた場合とアルゴリズムダイバシティを用いなかった場合のそれぞれにおける、反復回数 n に対するアレーアンテナの制御装置の出力SIRを示すグラフである。このグラフの収束曲線は、規範及びアルゴリズムの同時ダイバシティを、規範関数ダイバシティを用いた最急勾配法及び順次ランダム探索法に対して比較するためのものである。SNRの初期値は10dBであり、所望波信号の到来角は0度であり、干渉波信号の到来角は45度であるとされた。このシミュレーションは $N=50$ 回目までの反復を1000回試行して行われた。ステップS22のパラメータである反復回数 N_{SNR} は、25に設定されている。図13の結果は、最初の N_{SNR} 回の反復の間は、アルゴリズムダイバシティ及び規範関数ダイバシティを用いた適応制御処理の収束曲線と、規範関数ダイバシティを用いた順次ランダム探索法による適応制御処理の収束曲線とがほぼ同じであることを示している。しかし、実際には、試行において N_{SNR} 回目の反復におけるサンプルに関してSNR値がしきい値パラメータを下回る毎に、順次ランダム探索法（ステップS27）の代わりに最急勾配法（ステップS26）が使用される。

【0106】

図5のステップS25のしきい値は10dBに設定されるため、アルゴリズムダイバシティ及び規範関数ダイバシティを用いた適応制御処理で測定されるサンプルの中には、処理を、順次ランダム探索法から最急勾配法へ切り換えさせるものがある。この場合はリアクタンスベクトルを計算するために使用される各パラメータが初期化される。図13のグラフにおいて、アルゴリズムダイバシティ及び規範関数ダイバシティを用いた適応制御処理に係るSIR出力値が降下し、その後急速に収束して最急勾配法アルゴリズムのSIR出力値に到達するように見えるのはこのためである。

【0107】

最終的には、アルゴリズムダイバシティ及び規範関数ダイバシティを用いた適応制御処理は、規範関数ダイバシティを用いた最急勾配法による適応制御処理と同じ効率になる。このシミュレーションでは、最急勾配法の収束曲線の方が順次ランダム探索法の収束曲線より優れている。しかしながら、順次ランダム探索法は最急勾配法ほど複雑ではないことから、アルゴリズムダイバシティ及び規範関数ダイバシティを用いた適応制御処理は、最急勾配法による適応制御処理ほど複雑ではなく、そのため、本発明に係る第2の実施形態のアルゴリズムは他のものより効率的である。

【0108】

以上の好ましい実施形態においては、規範関数を適応制御のためのリアクタンス値を求めるための規範関数とし、それを最大となるようにリアクタンスベクトルの最適解を計算しているが、本発明はこれに限らず、規範関数の逆数を適応制御のためのリアクタンス値を求めるための規範関数とし、それを最小となるようにリアクタンスベクトルの最適解を計算してもよい。

【0109】

以上の好ましい実施形態においては、図5のステップS21において順次ランダム探索法による初期適応制御処理を実行しかつ図5のステップS27において順次ランダム探索法による第2の適応制御処理を実行しているが、本発明はこれに限らず、これらの初期適応制御処理及び第2の適応制御処理において、以下に示す単純ランダム法又は高次元二分法などの非線形計画法における反復的な数値解法を用いてもよい。

【0110】

なお、単純ランダム探索法においては、以下の手順を用いる。

(i) 最初に、リアクタンスベクトルの所定の初期値 $x(1)$ （例えば、当該エスパアンテナ装置100をオムニアンテナに設定するときのリアクタンスベクトル）によって処理を開始する。

(ii) 次いで、この初期値を使用して、当該初期値への加算値を所定の存在範囲内で乱数を発生させて計算する。

(iii) 計算された加算値を上記初期値に加算することにより、リアクタンスベクトルにおける推定値を計算する。

(iv) 計算された推定値における規範関数値が所定のしきい値（例えば0.9）以上であれば、当該推定値を設定すべきリアクタンスベクトルとするが、NOであれば、ステップ(ii)に戻って処理を繰り返す。

【0111】

また、高次元二分法においては、以下の手順を用いる。

(i) 最初に、反復数パラメータn（すなわち、n回目の反復）を1に設定して処理を開始する。

(ii) 次いで、リアクタンスベクトルの各リアクタンス値の所定の存在範囲（なお、2回目以降は、前に選択された推定値の存在範囲）を均等に二分し、二分された各存在範囲の平均値（各可変リアクタンス素子12-1乃至12-6に対して2つの平均値）を計算する。

(iii) この2つの平均値に対する規範関数値を計算し、規範関数値が大きい方を、リアクタンスベクトルにおける次の推定値とする。

(iv) 反復数パラメータnを1だけインクリメントし、ステップ(ii)に戻って処理を繰り返す。この繰り返し処理は、規範関数値が所定のしきい値（例えば0.9）以上になるまで実行される。

【産業上の利用可能性】

【0112】

本発明においては、無線通信システムのためのスマートアンテナの展開について新たな解決法を提示している。まず、規範関数ダイバシティは、より速く指向性パターンを形成して、より安定的に収束する適応制御型アルゴリズムをもたらすことが示された。但し、最急勾配法及び順次ランダム探索法の両方のアルゴリズムの効率は、受信信号電力のSNR値の条件に依存する。このため、アルゴリズムダイバシティ及び規範関数ダイバシティを使用することが、電子制御導波器アレーアンテナ装置のためのブラインド適応ビーム形成における改善をもたらす。

【図面の簡単な説明】

【0113】

【図1】本発明の第1の実施形態に係るアレーアンテナの制御装置の構成を示すブロック図である。

【図2】本実施形態に係るアレーアンテナ装置100の詳細な構成を示す断面図である。

【図3】図1の適応制御型コントローラ20が実行する、規範関数ダイバシティを用いた順次ランダム探索法による適応制御処理を示すフローチャートの第1の部分である。

【図4】図1の適応制御型コントローラ20が実行する、規範関数ダイバシティを用いた順次ランダム探索法による適応制御処理を示すフローチャートの第2の部分である。

【図5】本発明の第2の実施形態に係るアレーアンテナの制御装置において、適応制御型コントローラ20が実行する、アルゴリズムダイバシティ及び規範関数ダイバシティを用いた適応制御処理を示すフローチャートである。

【図6】図5の順次ランダム探索法による初期適応制御処理S21に係るサブルーチンを示すフローチャートである。

【図7】図5の最急勾配法による第1の適応制御処理S26に係るサブルーチンを示すフローチャートの第1の部分である。

【図8】図5の最急勾配法による第1の適応制御処理S26に係るサブルーチンを示すフローチャートの第2の部分である。

【図9】図5の順次ランダム探索法による第2の適応制御処理S27に係るサブルーチンを示すフローチャートである。

【図10】本発明の第1の実施形態に係るシミュレーション結果であって、規範関数ダイバ

シティを用いた場合と規範関数ダイバシティを用いなかった場合のそれぞれにおける方位角0度方向の利得に対する各方位角方向での相対利得を示す指向性パターンである。

【図11】本発明の第1の実施形態に係るシミュレーション結果であって、規範関数ダイバシティを用いた場合と規範関数ダイバシティを用いなかった場合のそれぞれにおける、反復回数nに対するアレーアンテナの制御装置の出力SIRを示すグラフである。

【図12】本発明の第2の実施形態に係るシミュレーション結果であって、アルゴリズムダイバシティを用いた場合とアルゴリズムダイバシティを用いなかった場合のそれぞれにおける方位角0度方向の利得に対する各方位角方向での相対利得を示す指向性パターンである。

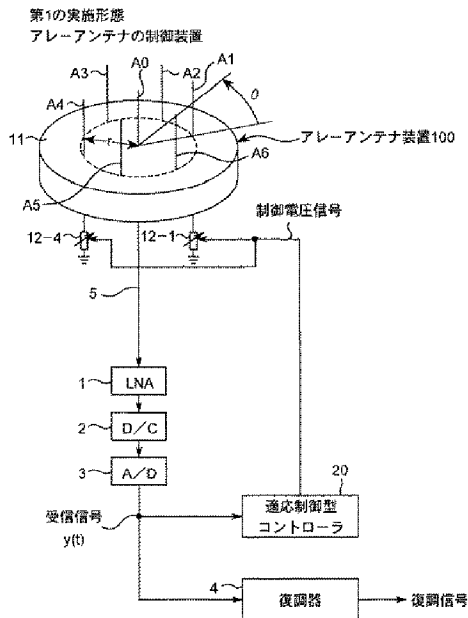
【図13】本発明の第2の実施形態に係るシミュレーション結果であって、アルゴリズムダイバシティを用いた場合とアルゴリズムダイバシティを用いなかった場合のそれぞれにおける、反復回数nに対するアレーアンテナの制御装置の出力SIRを示すグラフである。

【符号の説明】

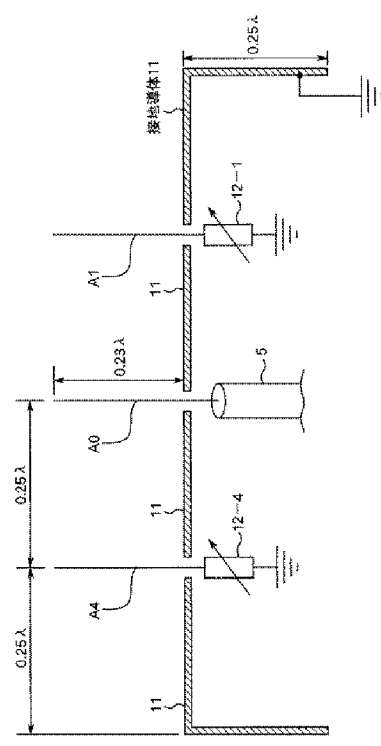
【0114】

- A0…励振素子、
- A1乃至A6…非励振素子、
- 1…低雑音増幅器(LNA)、
- 2…ダウンコンバータ(D/C)、
- 3…A/D変換器、
- 4…復調器、
- 5…同軸ケーブル、
- 11…接地導体、
- 12-1乃至12-6…可変リアクタンス素子、
- 13…リアクタンス値テーブルメモリ、
- 20…適応制御型コントローラ、
- 100…アレーアンテナ装置。

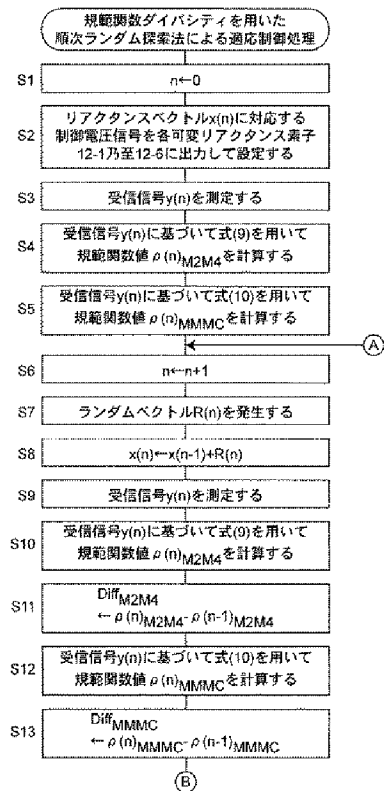
【図1】



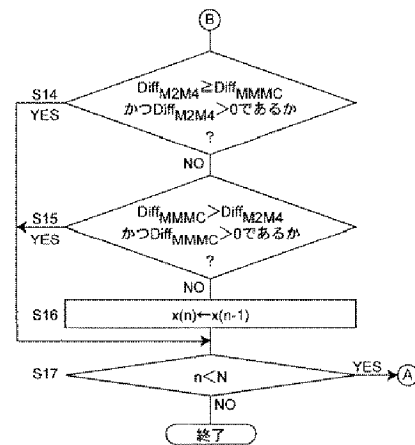
【図2】



【図3】

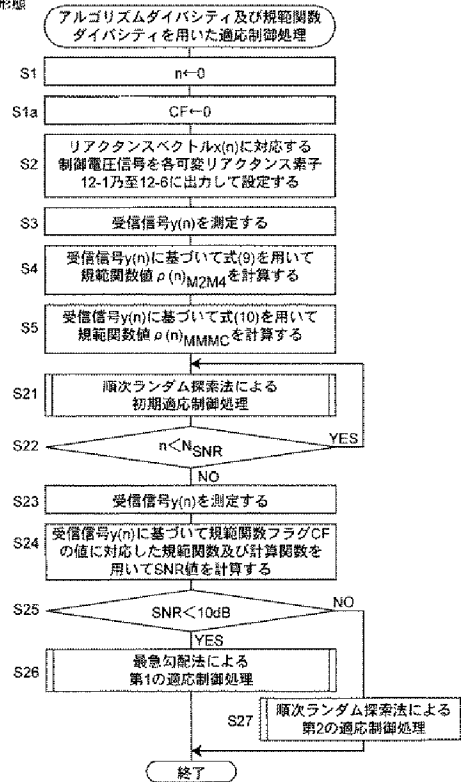


【図4】

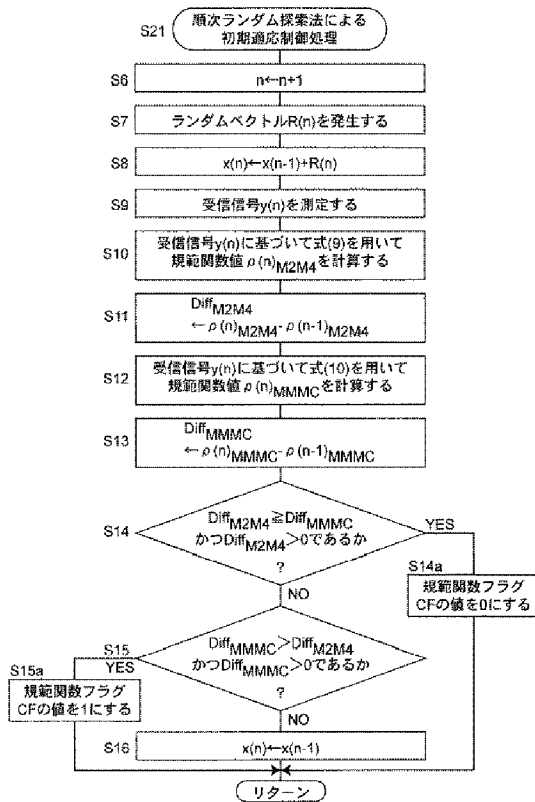


【図5】

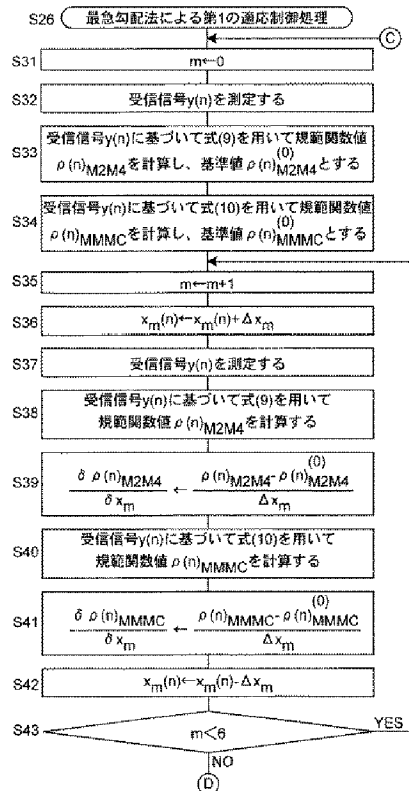
第2の実施形態



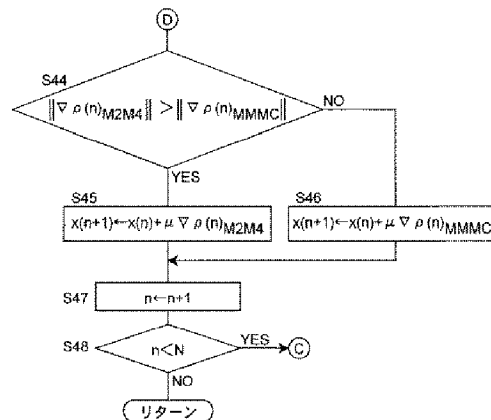
【図6】



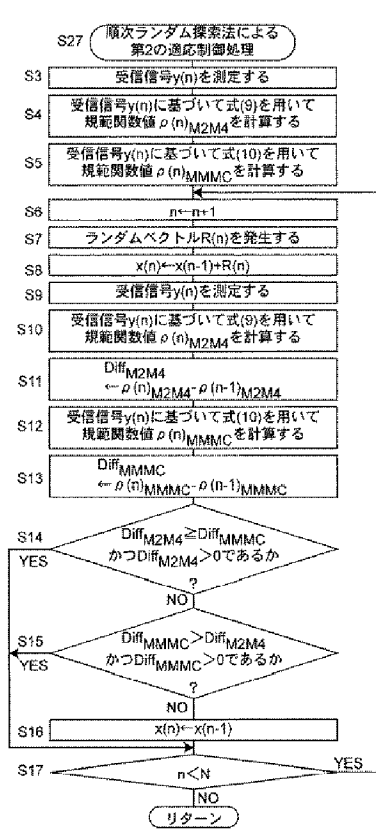
【図7】



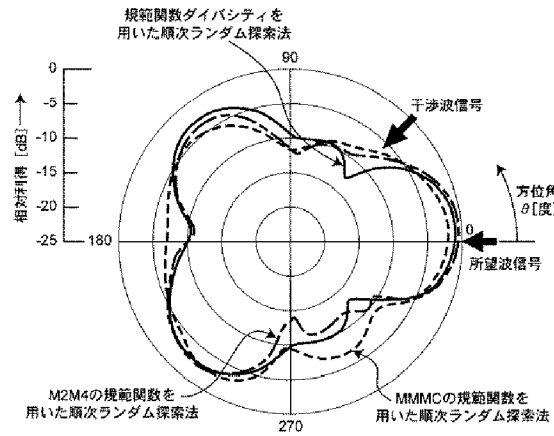
【図8】



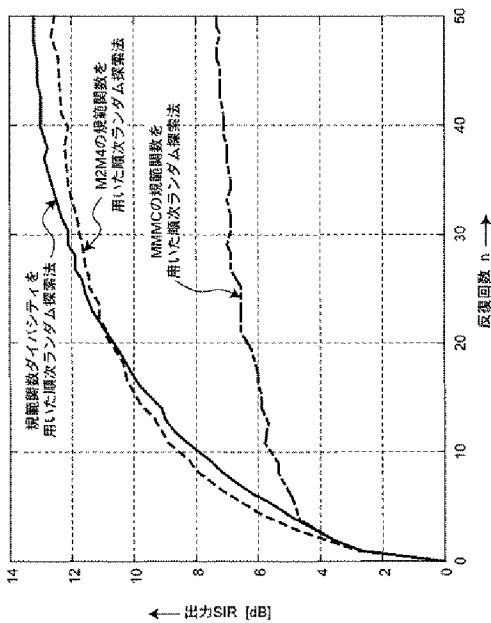
【図9】



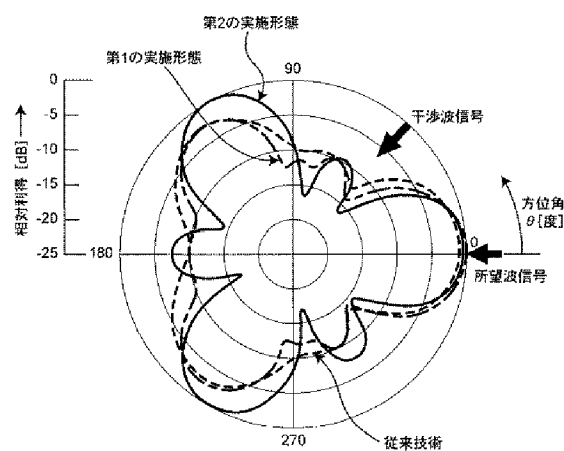
【図10】



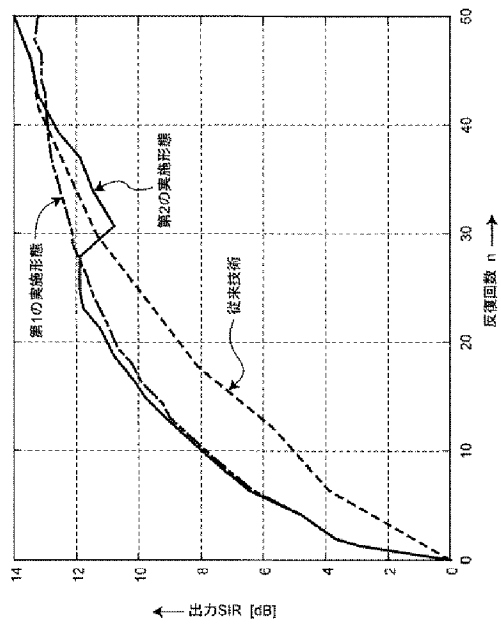
【図11】



【図12】



【図13】



(72)発明者 樋口 啓介

京都府相楽郡精華町光台二丁目2番地2 株式会社国際電気通信基礎技術研究所内

(72)発明者 大平 孝

京都府相楽郡精華町光台二丁目2番地2 株式会社国際電気通信基礎技術研究所内

Fターム(参考) 5J020 AA03 BA02 BA04 BC08 DA03 DA10

5J021 AA01 AB02 BA02 CA01 DB01 FA04 GA02 GA06 GA08 HA05

HA10

5K059 CC04 DD10 DD31 DD39

